実験トランジスタ・アンプ設計講座

黒田 徹

●実用技術編

第10章 回路シミュレータSPICE入門（32）

6C33Cで100Wアンプは可能か？

6C33Cは定電圧電源のレギュレータ管として開発された3極管で，ご存じのように，①大プレート損失 ②低内部抵抗 ③大プレート電流などの特長があります．このメリットを生かし，6C33CのOTLアンプがたくさん発表されています[1]．

従来の6C33C・SEPP・OTLアンプは，電源供給電圧＝±150Vにおいて，最大出力が40W(8Ω負荷)程度のものが多いようです．したがって，パラレルPPにすれば80W程度は得られるでしょう．ただし，B級に近いAB_1級動作でもすさまじい発熱でしょう．一方，発熱を抑えるためグリッド・バイアスを深くするとひずみ率が増加する，というトレードオフがあります．

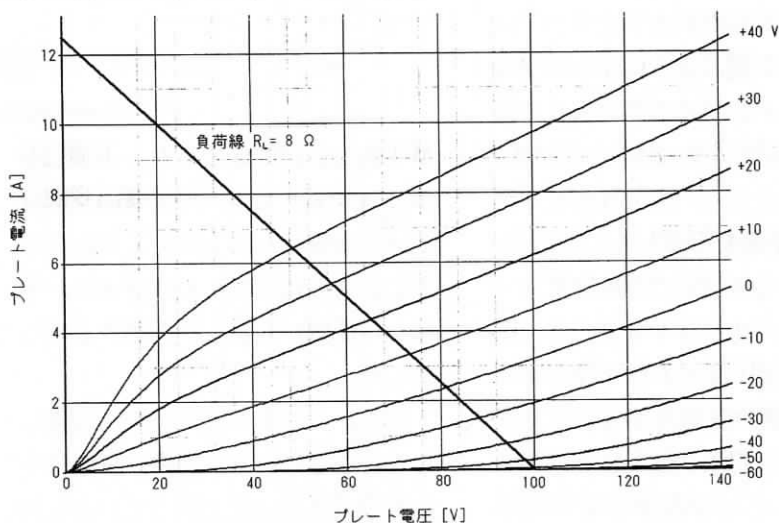
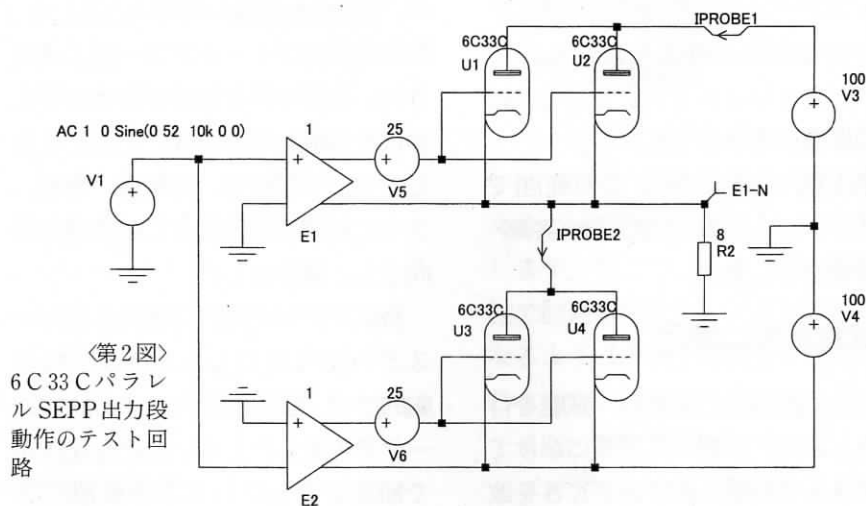
(1) AB_2級動作にする

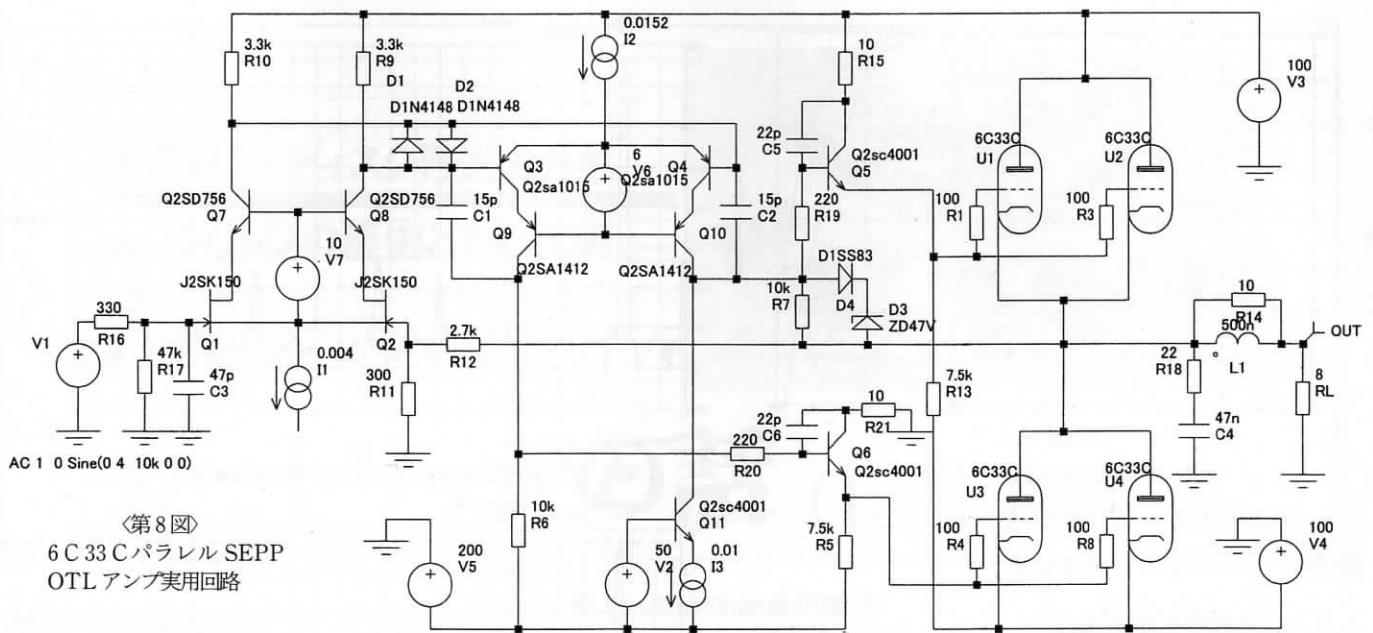
AB_2級パラレルPPにすれば，電源供給電圧を±100Vに下げても，容易に100Wが可能でしょう．

電源電圧を±100Vにすれば，グリッド・バイアスを浅く設定して無信号時プレート電流を増やしても，プレート損失を定格内に収めることができます．そして，ひずみ率を小さくできるでしょう．

ほんとうに100Wが得られるか，確認してみましょう．話を簡単にするためB級SEPPを仮定し，出力特性図（第1図）に8Ωの負荷線を引きます．なお，この出力特性曲線はKoren氏の6C33Cモデル[2]を用いました．

第1図からすぐわかるように，グリッド電圧を+26Vまで振れば，プレート電圧V_P=60V，プレート電流I_P=5Aとなります．出力P_Oは，

$$P_O=\frac{(V_{CC}-V_P)^2}{2R_L}=\frac{(100-60)^2}{2\times 8}$$

〈第1図〉6C33Cパラレル接続のE_b-I_b特性（Koren氏のモデルによる）

〈第2図〉6C33CパラレルSEPP出力段動作のテスト回路

〈第8図〉
6C33Cパラレル SEPP
OTLアンプ実用回路

圧）は250V以上必要です．

6C33Cのグリッドに接続した直列抵抗は寄生振動を防ぎます．

$R_{22}(22\Omega)+C_4(0.047\mu F)$直列回路と$L_1(0.5\mu H)/\!/R_{14}(10\Omega)$並列回路は，実際の動作状態において想定される（数100kHz以上の）負荷インピーダンスの暴れを抑えます．

(1) オープン・ループ・ゲイン

負帰還を安定におけるには高域のゲイン位相特性が重要です．

第8図の回路の高域（100kHz～10MHz）のオープン・ループ・ゲイン$|A_{open}|$は，Q1の相互コンダクタンスg_m＝9mSと2段目の位相補償容量C＝15pFのインピーダンスと出力段の電圧ゲインA_3によって，近似的に次式で与えられます．

$$|A_{open}|=\frac{g_m}{2}\left(\frac{1}{2\pi fC}\right)A_3 \quad \cdots\cdots(10\text{-}90)$$

出力段の電圧ゲインA_3の算出は少々厄介ですが，計算してみましょう．100kHz以上では，2段目の位相補償容量15pFの局部電圧帰還によって，Q_{10}の出力インピーダンスはR_7より十分低くなります．

したがって，100kHz以上の周波数帯域ではブート・ストラップは機能せず，6C33C（U_1とU_2）は定電圧ドライブされることになります．よって**第9図**の小信号等価回路が導かれます．図から明らかなように，上下の出力管は不平衡動作です．念のため申し添えますが，**第9図**は，オーディオ帯域信号には適用できません．100kHz～10MHzの信号に適用できる等価回路です．

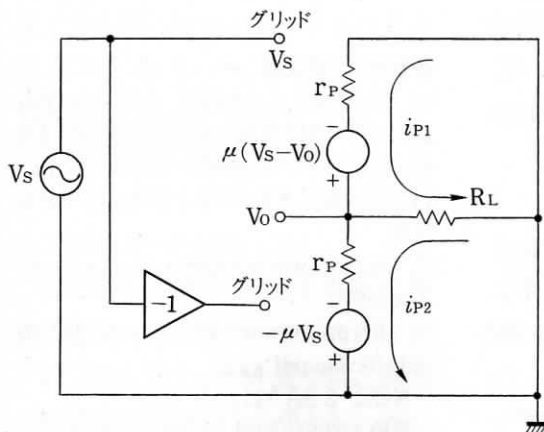
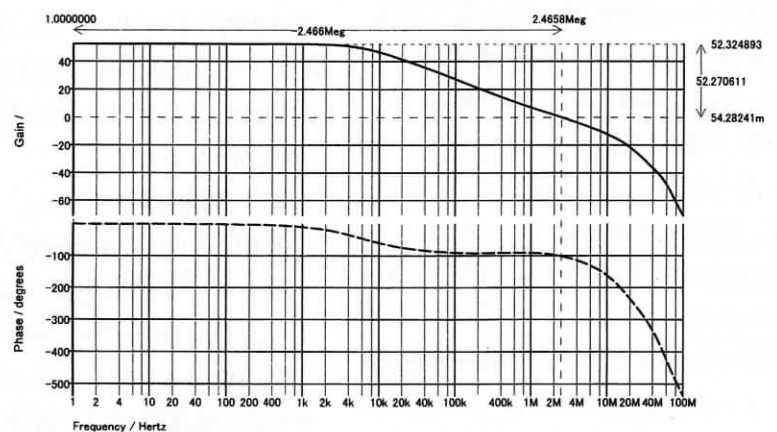
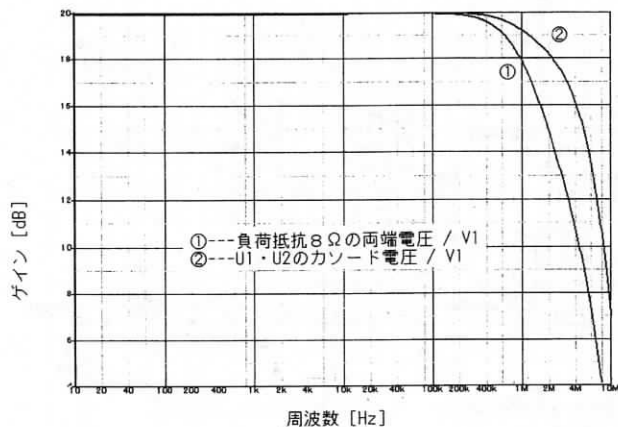
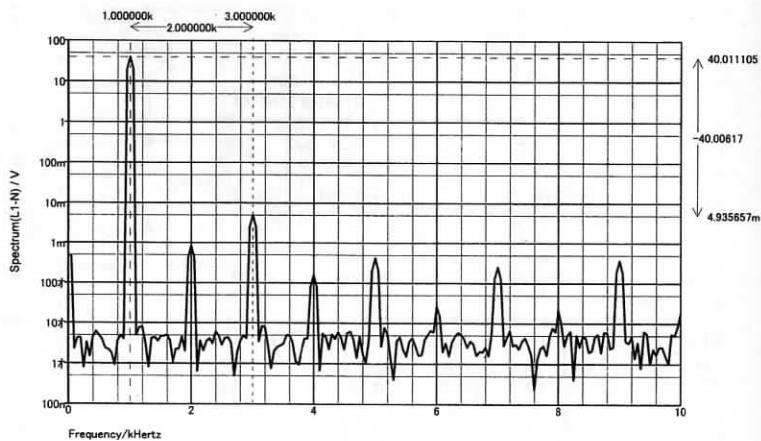
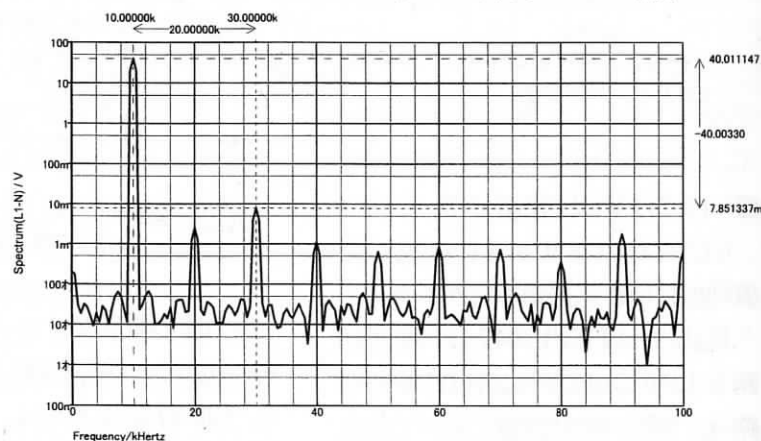
さて，**第9図**において，出力電圧をv_O，ドライブ電圧をv_Sとすると次式が成り立ちます．

$$i_{P1}=\frac{\mu(v_S-v_O)-v_O}{r_P} \quad \cdots\cdots(10\text{-}91)$$

$$i_{P2}=\frac{v_O-\mu v_S}{r_P} \quad \cdots\cdots(10\text{-}92)$$

$$v_O=(i_{P1}-i_{P2})R_L \quad \cdots\cdots(10\text{-}93)$$

i_{P1}：上側6C33C（2本合計）のプレート電流の増分
i_{P2}：下側6C33C（2本合計）のプレート電流の増分
r_P：6C33Cのパラレル接続内部抵抗
μ：6C33Cの増幅率

(10-91)(10-92)(10-93)式からi_{P1}

〈第9図〉第8図アンプ出力段の高域等価回路

〈第10図〉第8図アンプのループ・ゲインのボーデ線図

〈第11図〉第8図の回路の周波数特性

〈第12図〉第8図の回路の1kH/100W出力時のフーリエ解析

〈第13図〉同じく10kHz/100W出力時のフーリエ解析

とi_{P2}を消去すると，出力段の電圧利得A_3がつぎのように求まります.

$$A_3=\frac{v_O}{v_S}=\frac{2\mu R_L}{r_P+(2+\mu)R_L}$$

プレート電圧=100V，グリッド電圧−25Vにおける増幅率と内部抵抗(2本並列)を$\mu=2.5$，$r_P=40\Omega$と見積もると，

$$A_3=\frac{2\times2.5\times8}{40+(2+2.5)\times8}=0.53$$

と算出されます. 例として1MHzのオープン・ループ・ゲインを計算してみましょう. (10-90)式から，

$$|A_{open}|=\frac{9\times10^{-3}}{2}\times\left(\frac{0.53}{6.28\times10^6\times15\times10^{-12}}\right)=25.3\ [倍]$$

dBで表わすと，28dBです.

(2) ループ・ゲイン

第8図の回路の帰還率βは，

$$\beta=\frac{R_{11}}{R_{11}+R_{12}}=\frac{300}{300+2700}=0.1$$

ですから，高域のループ・ゲインは(10-90)式の1/10になります. したがって，1MHzのループ・ゲインは8dBと算出されます. ループ・ゲインが−6dB/octで減衰するならば，利得交点周波数(ループ・ゲインが1倍になる周波数)は2.5MHzになります.

(3) ループ・ゲインのボーデ線図

ボーデ線図をシミュレーションしましょう. Koren氏の6C33Cデバイス・モデルは，電極間容量$C_{gk}=2.3pF$，$C_{GP}=2.2pF$，$C_{PK}=1.0pF$と見積もっていますが，少なすぎるようです. これらの電極間容量をつぎのように修正しました[3].

$C_{gk}=30pF$，$C_{GP}=31pF$，
$C_{PK}=10pF$

修正デバイス・モデルを用いてシミュレーションし，第8図の回路のループ・ゲインのボーデ線図を第10図に示します. ループ・ゲインは1kHzで52.3dB，20kHzで約40dBです. ループ・ゲインが1倍=0dBになる周波数は2.47MHzで，位相は約−100°です. つまり80°の位相余裕があります.

(4) 周波数特性

第8図の回路の周波数特性のシミュレーション結果を第11図に示します. 1kHzのゲインは19.9dBです. 出力段中点(U_1・U_2のカソード)までの周波数特性は，純半導体アンプより広帯域で，−3dBカットオフ周波数は3.2MHzです.

(5) ひずみ率特性

1kHz/100W ($R_L=8\Omega$) における出力電圧のフーリエ解析結果を第12図に示します. 第3調波ひずみ率は0.012%です.

10kHz/100W ($R_L=8\Omega$) における出力電圧のフーリエ解析結果を第13図に示します. 第3調波ひずみ率は0.020%です. 1kHzのひずみ率に比べ，5dB程度の悪化に留まっています.

◆参考・引用文献

(1) 武末数馬「ラジオ技術」1977年1月号，金田明彦「MJ無線と実験」1995年12月号，山崎浩「ラジオ技術」2003年9，10，11月号，藤井秀夫「ラジオ技術」2004年5月号.
(2) http://www.normankoren.com/Audio/
(3) http://www.tkhifi.com/datablade/6c33c.pdf
・NEC，2SA1412データシート
・NEC，2SC4001データシート
・ラジオ技術2003年9月号p.28第1図.